

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 2002374123
PUBLICATION DATE : 26-12-02

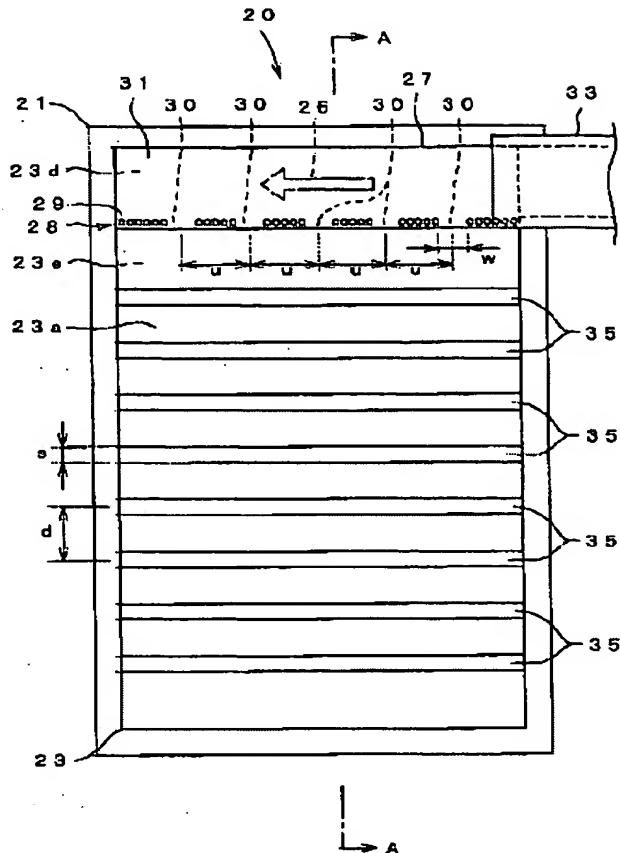
APPLICATION DATE : 15-06-01
APPLICATION NUMBER : 2001182477

APPLICANT : ANRITSU CORP;

INVENTOR : YAMAMOTO AYA;

INT.CL. : H01Q 13/20 H01P 5/107

TITLE : DIELECTRIC LEAKY WAVE ANTENNA



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To further simplify and miniaturize the structure of a dielectric leaky wave antenna and reduce the cost.

SOLUTION: A waveguide type waveguide path 26 surrounded with four metal walls 27, 28, 31, 32 is formed in a dielectric board 23 and the second metal wall 28, formed by arranging metal columns 29, has coupling windows 30, provided at approximately equally spaced by u of a multiple number of the wavelength λ_g inside the waveguide. Thus electromagnetic waves in the waveguide path 26 are radiated in phase, from the windows 30 on a waveguide path outside dielectric 23e located outside the second metal wall 28 and leak from one surface of the dielectric board 23 through a plurality of metal strips 35, provided on one surface of the guide way outside dielectric 23e.

COPYRIGHT: (C)2003,JPO

This Page Blank (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2002-374123
(P2002-374123A)

(43)公開日 平成14年12月26日(2002.12.26)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I
H 0 1 Q 13/20
H 0 1 P 5/107

テーマコード(参考)
5 J 0 4 5

© 2008 Pearson Education, Inc. All Rights Reserved. May not be reproduced, in whole or in part, without permission of the publisher.

(21)出願番号 特願2001-182477(P2001-182477)

(22)出願日 平成13年6月15日(2001.6.15)

(71)出願人 000000572
アンリツ株式会社
東京都港区南麻布5丁目10番27号

(72)発明者 手代木 扶
東京都港区南麻布五丁目10番27号 アンリ
ツ株式会社内

(72)発明者 山本 翁
東京都港区南麻布五丁目10番27号 アンリ
ツ株式会社内

(74)代理人 100079337
弁理士 早川 誠志

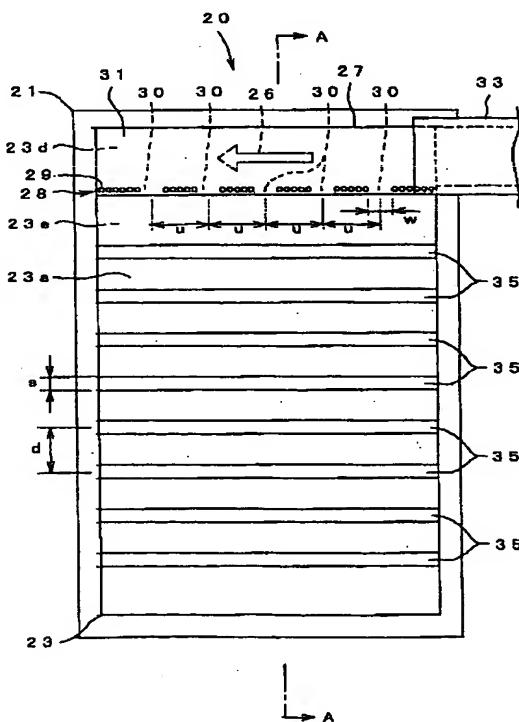
Fターム(参考) 5J045 AB05 BA02 DA03 DA11 EA07
HA01 LA01 LA03

(54) 【発明の名称】 誘電体漏れ波アンテナ

(57) 【要約】

【課題】 誘電体漏れ波アンテナの構造をより簡易化し、小型化し、且つ低コスト化する。

【解決手段】 誘電体基板23内に4つの金属壁27、28、31、32で囲まれた導波管型導波路26を形成し、導波管型導波路26内の電磁波を金属柱29を並べて構成された第2の金属壁28に、管内波長λgの整数倍にほぼ等しい間隔uで設けられた各結合窓30から、誘電体基板23の第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eに同相で放射し、その導波路外誘電体部23eの一面側に設けられた複数の金属ストリップ35によって誘電体基板23の一面側から漏出させている。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 地板導体と、

前記地板導体の一面側に重なり合うように配置された誘電体基板と、
 前記誘電体基板の一面側から反対面側に連続し、且つ前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に延びた第1の金属壁と、
 前記誘電体基板の一面側から反対面側に連続し、且つ前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に延びた第2の金属壁と、
 前記誘電体基板の一面側から反対面側に連続し、且つ前記誘電体基板の一部を挟んで前記第1の金属壁と平行に対向する第3の金属壁と、
 前記誘電体基板の前記第1の金属壁と第2の金属壁とで挟まれた部分の一面側を覆う第4の金属壁と、
 前記誘電体基板の前記第1の金属壁と第2の金属壁とで挟まれた部分の反対面側を覆って、前記第1の金属壁、第2の金属壁および第3の金属壁とともに、電磁波を前記第1の金属壁および第2の金属壁と平行な方向に伝送させる四角柱状の導波管型導波路を形成する第5の金属壁と、
 前記導波管型導波路に電磁波を給電する給電部と、
 前記第1の金属壁と第2の金属壁の少なくとも一方の金属壁に、前記導波管型導波路内を伝送する電磁波の管内波長の整数倍にはば等しい間隔で設けられ、前記導波管型導波路内の電磁波を前記誘電体基板の前記少なくとも一方の金属壁の外側の部分に出力させる複数の結合窓と、
 前記誘電体基板の前記少なくとも一方の金属壁の外側の部分の一面側に前記導波管型導波路と平行に設けられ、前記複数の結合窓から出力される電磁波を前記誘電体基板の前記地板導体と反対側の面から漏出させる複数の金属ストリップとを備えた誘電体漏れ波アンテナであって、
 前記少なくとも一方の金属壁は、前記誘電体基板の一面側から反対面側に貫通し、前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に前記管内波長に対して十分短い間隔で並んだ複数の金属柱によって構成されていることを特徴とする誘電体漏れ波アンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、誘電体漏れ波アンテナの給電系の構造を簡略化するための技術に関する。

【0002】

【従来の技術】ミリ波帯あるいは準ミリ波帯で効率が高いアンテナとして、誘電体漏れ波アンテナがある。

【0003】図14は、この誘電体漏れ波アンテナ10の構造を示すものであり、地板導体11上に誘電体基板12を重ね合わせるように配置して、地板導体11と誘電体基板12との間で電磁波を一端12a側から他端12b側へ伝送する伝送路13を形成し、その誘電体基板12の表面に、伝送路の電磁波伝送方向に所定の間隔を

あけて複数の金属ストリップ14を平行に設けて、伝送路13内の電磁波を誘電体基板12の表面から漏出させる。

【0004】このような誘電体漏れ波アンテナ10で、誘電体基板12の一端12a側にその幅方向に位相が揃った電磁波を給電すれば、誘電体基板12の表面各部から同一方向に位相が揃った直線偏波の電磁波を漏出させることができる。

【0005】このように直線偏波の電磁波を漏出させるために、従来の誘電体漏れ波アンテナ10では、例えば図15に示すように、電磁ホーンや導波管等の放射体15から放射される球面波や円筒波を、誘電体基板12の一端側に延長形成された誘電体レンズ16によって誘電体基板12の幅方向に位相が揃った電磁波に変換して伝送路内に給電したり、あるいは図16に示すように、放射体15から放射される球面波や円筒波を反射板17で反射させて誘電体基板12の幅方向に位相が揃った電磁波に変換して誘電体基板12の一端側に給電していた。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記のように放射体15や反射板17を用いて誘電体基板12の伝送路に電磁波を給電する構造の誘電体漏れ波アンテナでは、アンテナ全体の外形や厚さがこれらの給電系によって大きくなってしまい、車載レーダや車々間通信のように自動車の限られた空間に設置する必要があるシステムで使用することが困難になる場合がある。また、構造が複雑化してコストが高くなる。

【0007】本発明は、この問題を解決して、より簡易で小型に構成でき、低コスト化を実現する誘電体漏れ波アンテナを提供することを目的としている。

【0008】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するため、本発明の誘電体漏れ波アンテナは、地板導体と、前記地板導体の一面側に重なり合うように配置された誘電体基板と、前記誘電体基板の一面側から反対面側に連続し、且つ前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に延びた第1の金属壁と、前記誘電体基板の一面側から反対面側に連続し、且つ前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に延び、前記誘電体基板の一部を挟んで前記第1の金属壁と平行に対向する第2の金属壁と、前記誘電体基板の前記第1の金属壁と第2の金属壁とで挟まれた部分の一面側を覆う第3の金属壁と、前記誘電体基板の前記第1の金属壁と第2の金属壁とで挟まれた部分の反対面側を覆って、前記第1の金属壁、第2の金属壁および第3の金属壁とともに、電磁波を前記第1の金属壁および第2の金属壁と平行な方向に伝送させる四角柱状の導波管型導波路を形成する第4の金属壁と、前記導波管型導波路に電磁波を給電する給電部と、前記第1の金属壁と第2の金属壁の少なくとも一方の金属壁に、前記導波管型導波路内を伝送する電磁波の管内波長の整数倍にはば等しい間隔で並んだ複数の金属柱によって構成される。

ほ等しい間隔で設けられ、前記導波管型導波路内の電磁波を前記誘電体基板の前記少なくとも一方の金属壁の外側の部分に出力させる複数の結合窓と、前記誘電体基板の前記少なくとも一方の金属壁の外側の部分の一面側に前記導波管型導波路と平行に設けられ、前記複数の結合窓から出力される電磁波を前記誘電体基板の前記地板導体と反対側の面から漏出させる複数の金属ストリップとを備えた誘電体漏れ波アンテナであって、前記少なくとも一方の金属壁は、前記誘電体基板の一面側から反対側に貫通し、前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に前記管内波長に対して十分短い間隔で並んだ複数の金属柱によって構成されている。

【0009】

【発明の実施の形態】以下、図面に基づいて本発明の実施の形態を説明する。図1、図2は、本発明を適用した誘電体漏れ波アンテナ20の構造を示している。

【0010】この誘電体漏れ波アンテナ20は、金属の地板導体21の一面側にスペーサ22を介して、外形が矩形の誘電体基板23を隙間をあけた状態で対向するように配置している。

【0011】この誘電体基板23は、地板導体21との間で電磁波をその厚さ方向と直交する方向に伝送する伝送路を形成する。なお、地板導体21と誘電体基板23との隙間は、地板導体21による導体損を減少させるためのものである。

【0012】誘電体基板23の一端側には導波管型導波路26が形成されている。この導波管型導波路26は、図3にその一部を示しているように、誘電体基板23の一面23a側から反対面23b側に連続し、誘電体基板23の厚さ方向Tに直交する方向に延びて端面23cを覆う第1の金属壁27と、誘電体基板23の一面23a側から反対面23b側に連続し、誘電体基板23の厚さ方向Tと直交する方向に延びて第1の金属壁27との間で誘電体基板23の一部23d（以下、導波路内誘電体部と記す）を挟んで平行に対向する第2の金属壁28と、誘電体基板23の第1の金属壁27と第2の金属壁27とで挟まれた導波路内誘電体部23dの一面側を覆う第3の金属壁31と、誘電体基板23の第1の金属壁27と第2の金属壁28とで挟まれた導波路内誘電体部23dの反対面側を覆う第4の金属壁32とで四角柱状に形成され、電磁波を第1の金属壁27および第2の金属壁28と平行な方向に伝送させる。

【0013】導波管型導波路26を構成する金属壁のうち、誘電体基板23の内側に設けられている第2の金属壁28は、誘電体基板23の一面23a側から反対面23b側に貫通する金属柱29を、導波管型導波路26内を伝送する電磁波の管内波長 λ_g に対して十分短い間隔で第1の金属壁27と平行な方向に並べて形成されている。

【0014】第2の金属壁28を形成する各金属柱29

は、誘電体基板23の一面23a側から反対面23b側に金属製のピンを貫通させて形成したり、スルーホール加工、即ち、誘電体基板23の一面23a側から反対面23b側に貫通する穴（断面形状は円形、楕円形、長円形のいずれでもよい）の内周に金属メッキを施すことにより形成されている。

【0015】なお、第3の金属壁31および第4の金属壁32の一方側の縁部は、誘電体基板23の端面23cを覆う第1の金属壁27を介して電気的に接続され、第3の金属壁31、第4の金属壁32の他方側の縁部は、第2の金属壁28を構成する金属柱29を介して電気的に接続されている。

【0016】この第2の金属壁28には、所定幅wにわたって金属柱29が欠落されて形成された結合窓30が、管内波長 λ_g の整数倍にほぼ等しい間隔uで設けられており、導波管型導波路26に給電された電磁波は、導波路内誘電体部23dを伝送して各結合窓30から誘電体基板23の第2の金属壁28の外側の部分23e（以下、導波路外誘電体部と記す）へ同相で放射される。

【0017】また、この導波管型導波路26の一端側には、給電部を構成する導波管33の一端側が接続されている。

【0018】誘電体基板23の第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eの一面23a側には、複数の結合窓30から同相出力される電磁波を誘電体基板23の一面23a側から漏出させるための所定幅sの複数の金属ストリップ35が、所定間隔dをあけて導波管型導波路26とほぼ平行に設けられている。

【0019】したがって、導波管33から導波管型導波路26に給電された電磁波は、図4に示すように、その管内波長 λ_g の整数倍とほぼ等しい間隔uで設けられた各結合窓30から第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eに各金属ストリップ35とほぼ平行な等位相面Pをもって放射され、誘電体基板23の一面23a側からは、位相が揃った直線偏波の電磁波が金属ストリップ35の幅sと間隔dによって決まる方向と強さで放射される。

【0020】このような実施形態の誘電体漏れ波アンテナ20では、誘電体基板23内に4つの金属壁27、28、31、32で囲まれた導波管型導波路26を形成し、導波管型導波路26内の電磁波を金属柱29を並べて構成された第2の金属壁28に管内波長 λ_g の整数倍にほぼ等しい間隔uで設けられた各結合窓30から、誘電体基板23の第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eに同相で放射し、その導波路外誘電体部23eの一面側に設けられた複数の金属ストリップ35によって誘電体基板23の一面側から漏出させている。

【0021】このため、従来のように電磁ホーン、誘電体レンズ、あるいは反射板等を設ける必要がなく、誘電

体基板23に形成した導波管型導波路26に電磁波を給電するだけで誘電体基板23の金属ストリップ35が設けられている部分23eに同相給電することができ、アンテナ全体をより小型化できるとともに、アンテナの構成を簡易化できるので低コスト化も実現できる。

【0022】前記した誘電体漏れ波アンテナ20では、導波管型導波路26に対しその一端側から導波管33を介して電磁波を給電していたが、この導波管型導波路26の中央部から電磁波を給電することも可能である。

【0023】例えば、図5、図6に示す誘電体漏れ波アンテナ40のように、導波管型導波路26を形成している第3の金属壁31の中央部にスロット41を設けるとともに、この第3の金属壁31上に誘電体基板42を密着するように固定し、この誘電体基板42の表面に金属ストリップ43をスロット41と交差するように設けて、第3の金属壁31、誘電体基板42および金属ストリップ43からなるマイクロスリップ線路を給電部として形成し、このマイクロスリップ線路からスロット41を介して、導波管型導波路26内に電磁波を給電する。

【0024】この誘電体漏れ波アンテナ40の場合、図7に示しているように、スロット41から導波管型導波路26の中央部に入力された電磁波は、導波路内誘電体部23d内を左右に分かれて両端方向へ伝送し、第2の金属壁28に設けられた各結合窓30から金属ストリップ35とほぼ平行な等位相面Pで誘電体基板23の第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eへ放射され、その導波路外誘電体部23eの一面23a側から位相が揃った直線偏波の電磁波が金属ストリップ35の幅sと間隔dで決まる方向と強さで漏出する。

【0025】また、この誘電体漏れ波アンテナ40では、スロット41を第3の金属壁31に設け、その第3の金属壁31の上にマイクロスリップ線路を設けていたが、図8、図9に示す誘電体漏れ波アンテナ50のように、スロット41を第4の金属壁32に設け、その第4の金属壁32の表面に誘電体基板42を密着するように固定し、この誘電体基板42の表面に金属ストリップ43をスロット41と交差するように設けて、第4の金属壁32、誘電体基板42および金属ストリップ43からなるマイクロスリップ線路を給電部として形成し、このマイクロスリップ線路からスロット41を介して、導波管型導波路26内に電磁波を給電してもよい。

【0026】なお、上記の誘電体漏れ波アンテナ40、50のように、マイクロスリップ線路とスロット41を用いて誘電体基板23に設けられた導波管型導波路26に電磁波を給電する方法を用いると、誘電体基板42上に給電のための高周波回路を実装することが可能となり、アンテナを含めたシステムの小型化が容易となる。

【0027】また、上記誘電体漏れ波アンテナ20、40、50のように、導波管型導波路26を構成する第2の金属壁28に複数の結合窓30を設けた場合、各結合

窓30で反射が起こって効率が低下する場合があるが、その場合には、例えば図10に示すように、第2の金属壁28を管内波長入gの1/4だけ誘電体基板23の他端側へずらして設けるとともに、誘電体基板23の端面23cから管内波長入gの1/4だけ他端側にずれた位置に、第2の金属壁28と同様に金属柱29を並べて形成した金属壁45を第1の金属壁として設け、この金属壁45に、第2の金属壁28の各結合窓30の位置に対してそれぞれ管内波長入gの1/4ずつ位置をずらして反射窓46を設け、この反射窓46から誘電体基板23の端面23c側へ出力される電磁波を、その端面23cを覆っている金属壁27を反射壁として用いて導波管導波路26内へ反射させ、第2の金属壁28の各結合窓30による反射成分 α を各反射窓46による反射成分 α' で相殺すればよい。なお、この反射波の抑圧方法は、前記した誘電体漏れ波アンテナ40、50にも同様に適用できる。

【0028】また、前記した各誘電体漏れ波アンテナ20、40、50では、誘電体基板23的一面側に金属ストリップ35が設けられているが、例えば図11に示すように、各金属ストリップ35に対して線路内波長入gの1/4ずつずれた位置に金属ストリップ35と同一幅の金属ストリップ55を設け、各金属ストリップ35による反射成分 α を各金属ストリップ55による反射成分 α' で相殺してもよい。なお、この金属ストリップ55は、図11に示しているように金属ストリップ35と反対面側に設けても、同一面側に設けてもよい。

【0029】また、上記誘電体漏れ波アンテナ20、40、50では、誘電体基板23の一端側に導波管型導波路26を形成していたが、図12、図13に示す誘電体漏れ波アンテナ60のように、誘電体基板23の中央を横切るように導波管型導波路61を形成し、その導波管型導波路61の両側の誘電体基板23的一面側から電磁波を漏出させることも可能である。

【0030】この場合、導波管型導波路61の第1の金属壁27'は、第2の金属壁28と同様に、スルーホール加工等によって誘電体基板23的一面23a側から反対面23b側に貫通するように形成された複数の金属柱29を管内波長入gより十分狭い間隔で誘電体基板23の厚さ方向と直交し且つ第2の金属壁28と平行な方向に並べて構成されており、第2の金属壁28の各結合窓30と同一位置にそれぞれ結合窓62が設けられている。

【0031】また、この誘電体基板23の第1の金属壁27'の外側の部分23f的一面側には、金属ストリップ63が導波管型導波路61と平行に設けられている。

【0032】したがって、導波管33（あるいは前記したマイクロスリップ線路でもよい）から導波管型導波路61に給電された電磁波は、導波路内誘電体部23d内を伝送して、第1の金属壁27'に設けられた各結合

窓62および第2の金属壁28に設けられた各結合窓30から誘電体基板23の第1の金属壁27'の外側の導波路外誘電体部23fおよび第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eへ同相で出力され、これらの導波路外誘電体部23f、23eの一面側に設けられている金属ストリップ63、35によって誘電体基板23の一面側から漏出される。

【0033】なお、一般的な誘電体漏れ波アンテナの場合、放射する電磁波のビーム方向を誘電体基板23の表面に直交する方向に設定すると反射波が増大するため、ビーム方向が誘電体基板23の表面に直交する方向に対して僅かに傾くように金属ストリップの幅と間隔を設定している。

【0034】したがって、上記の誘電体漏れ波アンテナ60において、金属ストリップ63の幅s'および間隔d'を、金属ストリップ35の幅sおよび間隔dと等しく設定した場合、図13に示しているように、第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eから放射されるビームB1の方向に対して、第1の金属壁27'の外側の導波路外誘電体部23fから放射される電磁波のビームB2の方向が異なり、それらを合成したビームの幅が広がる。このため、車載レーダーのように鋭い指向性が要求される場合には、第2の金属壁28の外側の導波路外誘電体部23eから放射されるビームB1の方向と一致するビームB2'が第1の金属壁27'の外側の導波路外誘電体部23fから放射されるように金属ストリップ63の幅s'および間隔d'を金属ストリップ35と異なる値に設定する。

【0035】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の誘電体漏れ波アンテナは、地板導体と、前記地板導体の一面側に重なり合うように配置された誘電体基板と、前記誘電体基板の一面側から反対面側に連続し、且つ前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に延びた第1の金属壁と、前記誘電体基板の一面側から反対面側に連続し、且つ前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に延び、前記誘電体基板の一部を挟んで前記第1の金属壁と平行に対向する第2の金属壁と、前記誘電体基板の前記第1の金属壁と第2の金属壁とで挟まれた部分の一面側を覆う第3の金属壁と、前記誘電体基板の前記第1の金属壁と第2の金属壁とで挟まれた部分の反対面側を覆って、前記第1の金属壁、第2の金属壁および第3の金属壁とともに、電磁波を前記第1の金属壁および第2の金属壁と平行な方向に伝送させる四角柱状の導波管型導波路を形成する第4の金属壁と、前記導波管型導波路に電磁波を給電する給電部と、前記第1の金属壁と第2の金属壁の少なくとも一方の金属壁に、前記導波管型導波路内を伝送する電磁波の管内波長の整数倍にほぼ等しい間隔で設けられ、前記導波管型導波路内の電磁波を前記誘電体基板の前記少なくとも一方の金属壁の外側の部分に出力させ

る複数の結合窓と、前記誘電体基板の前記少なくとも一方の金属壁の外側の部分の一面側に前記導波管型導波路と平行に設けられ、前記複数の結合窓から出力される電磁波を前記誘電体基板の前記地板導体と反対側の面から漏出させる複数の金属ストリップとを備えた誘電体漏れ波アンテナであって、前記少なくとも一方の金属壁は、前記誘電体基板の一面側から反対面側に貫通し、前記誘電体基板の厚さ方向と直交する方向に前記管内波長に対して十分短い間隔で並んだ複数の金属柱によって構成されている。

【0036】このため、従来のように電磁ホーン、誘電体レンズ、あるいは反射板等を設ける必要がなく、誘電体基板に設けられた導波管型導波路に給電部を介して電磁波を給電するだけで、金属ストリップが設けられている部分へ同相給電が行え、アンテナ全体をより簡易化・小型化でき、低コストに実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態の誘電体漏れ波アンテナの正面図

【図2】図1のA-A線断面図

【図3】実施形態の要部を拡大した斜視図

【図4】実施形態の要部の動作を説明するための図

【図5】他の実施形態の誘電体漏れ波アンテナの正面図

【図6】図5のB-B線断面図

【図7】他の実施形態の要部の動作を説明するための図

【図8】他の実施形態の誘電体漏れ波アンテナの正面図

【図9】図8のC-C線断面図

【図10】反射波を抑圧するための構成を示す図

【図11】反射波を抑圧するための構成を示す図

【図12】他の実施形態の誘電体漏れ波アンテナの正面図

【図13】図12のD-D線断面図

【図14】誘電体漏れ波アンテナの構成を示す図

【図15】従来の給電方法の一例を示す図

【図16】従来の給電方法の一例を示す図

【符号の説明】

20、30、50、60 誘電体漏れ波アンテナ

21 地板導体

22 スペーサ

23 誘電体基板

26、61 導波管型導波路

27、27' 第1の金属壁

28 第2の金属壁

29 金属柱

30、62 結合窓

31 第3の金属壁

32 第4の金属壁

33 導波管

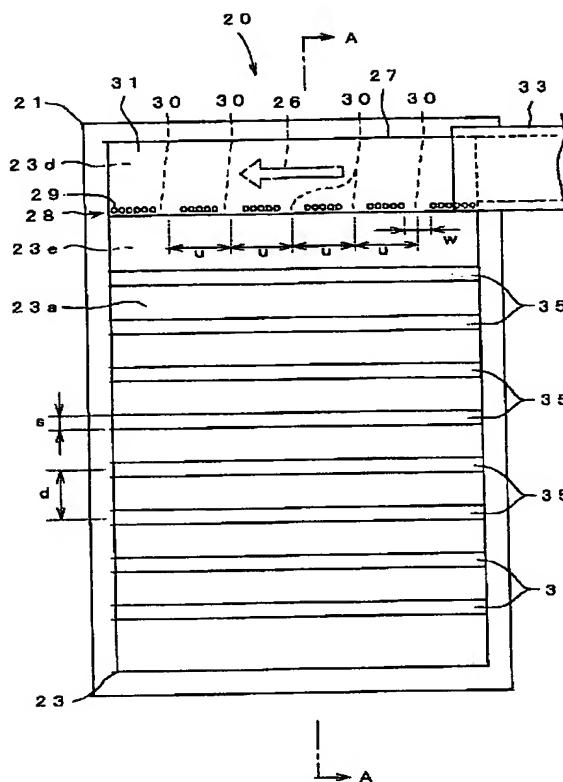
35、55、63 金属ストリップ

41 スロット

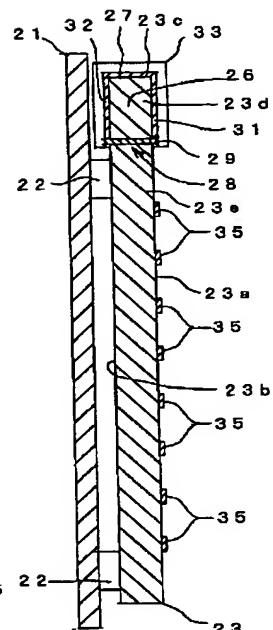
4.2 誘電体基板

4.3 金属ストリップ

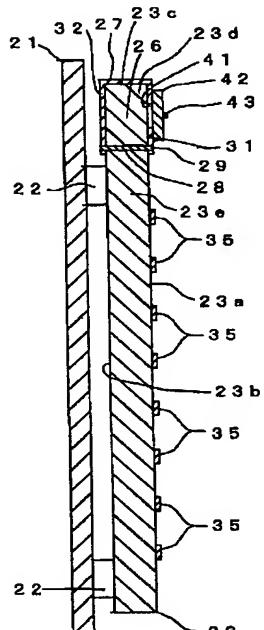
【図1】



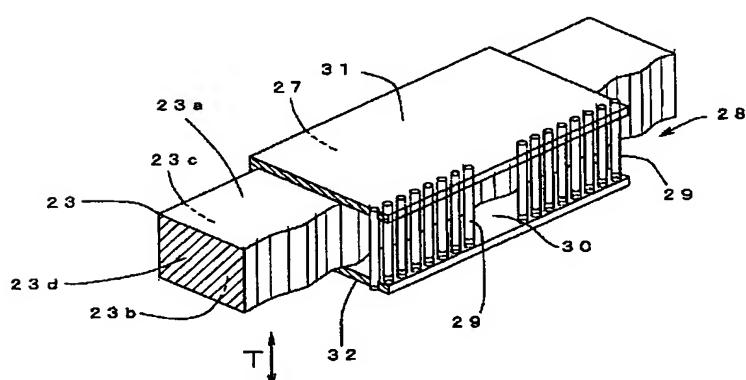
【図2】



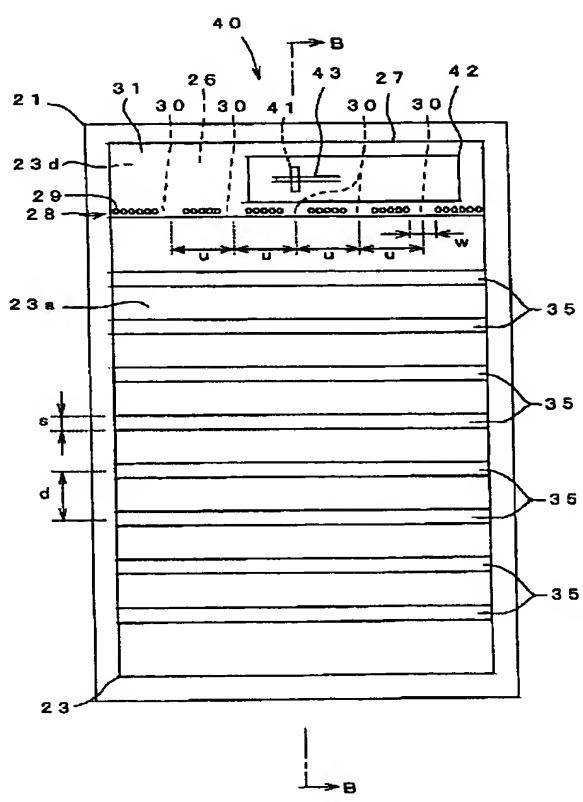
【図6】



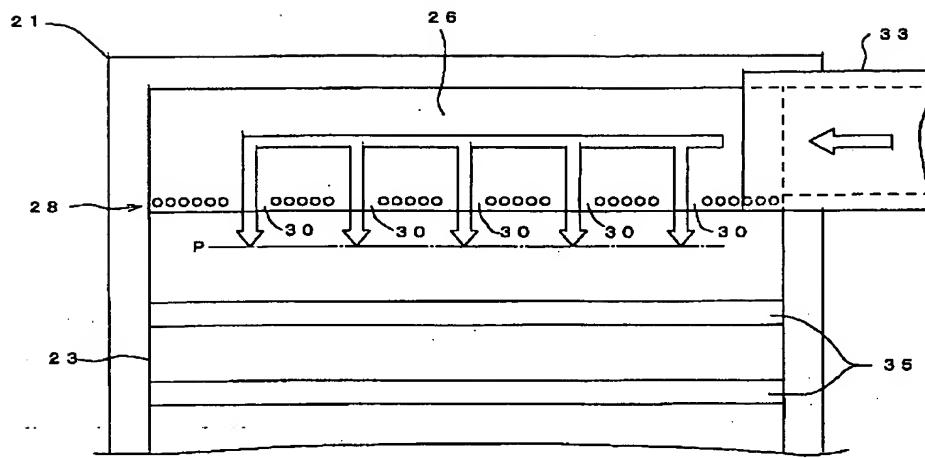
[図3]



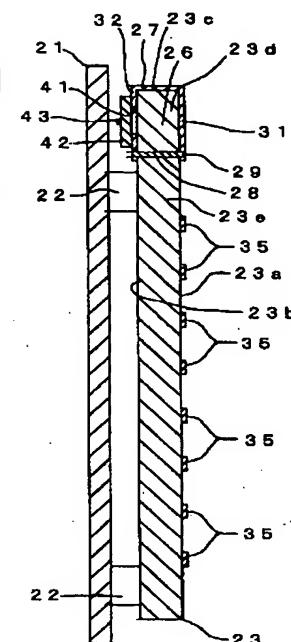
〔図5〕



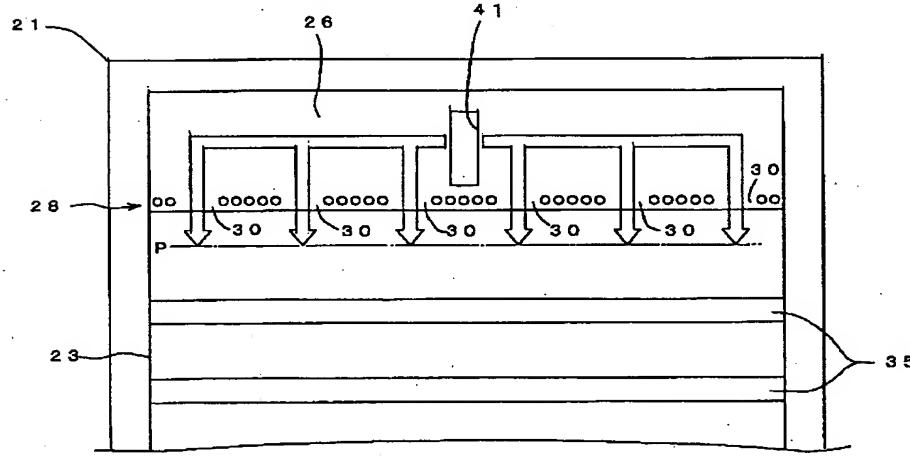
【図4】



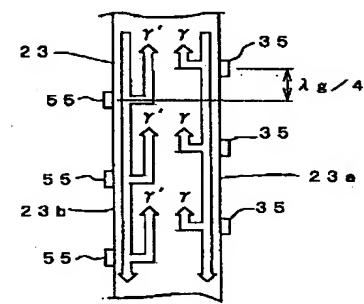
【図9】



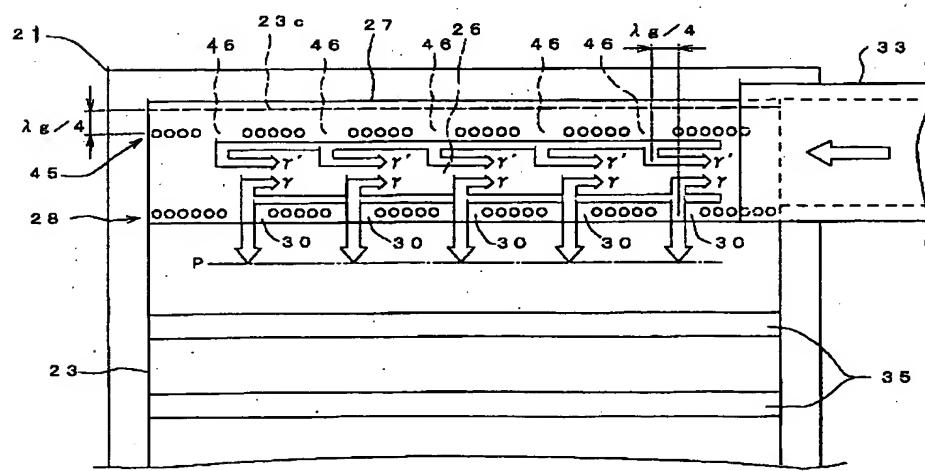
【図7】



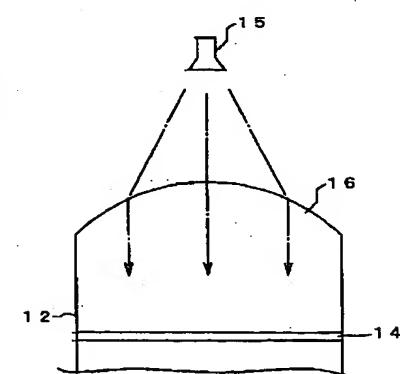
【図11】



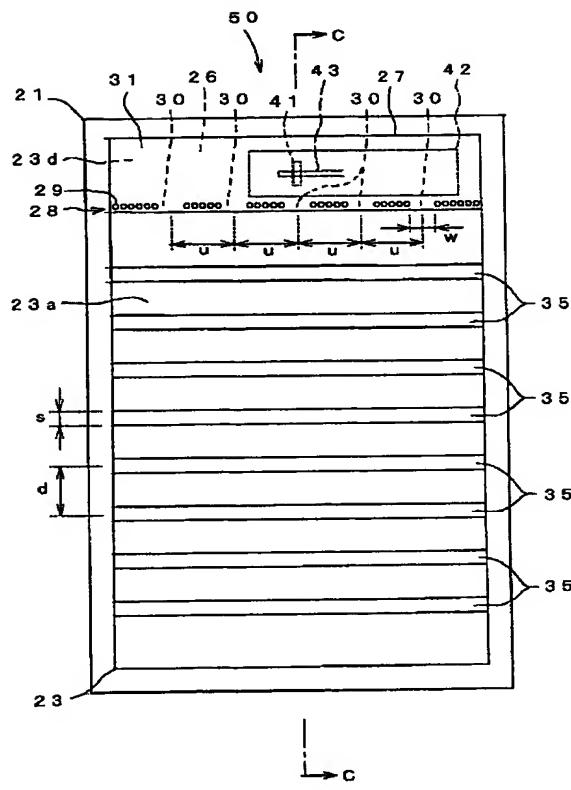
【図10】



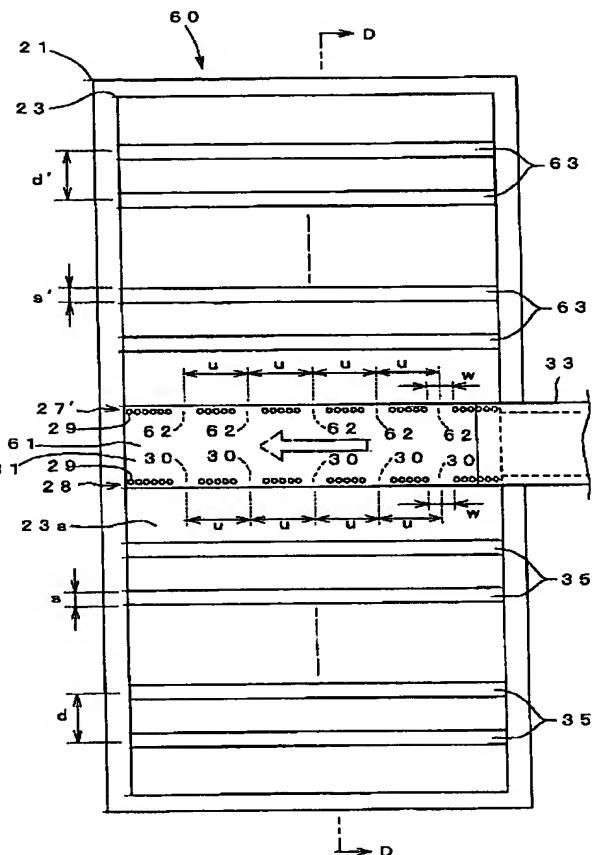
【図15】



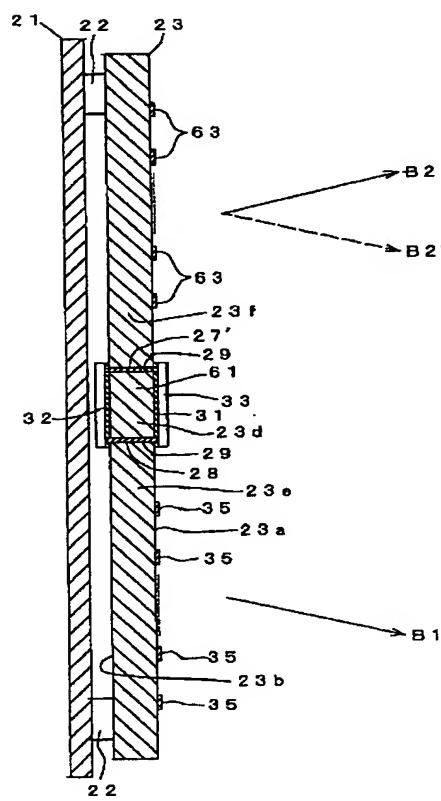
【図8】



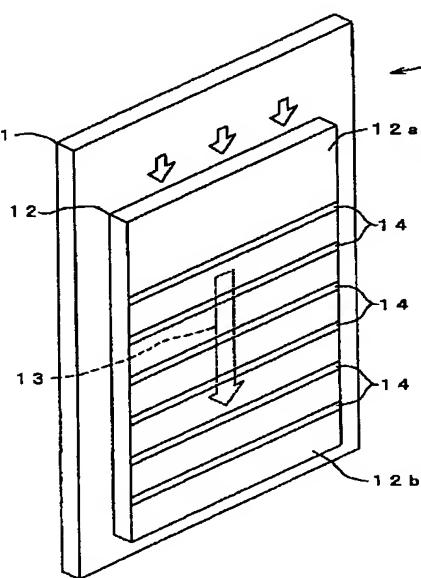
【図12】



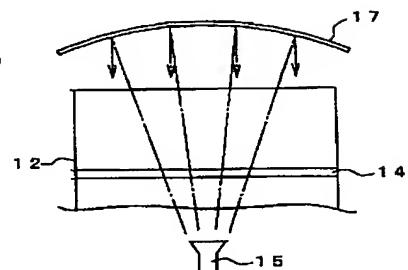
【図13】



【図14】



【図16】



P 271-273

401Q 13/28

ANTENNE PLAQUEE A ONDE DE FUITE A BALAYAGE DU FAISCEAU

M. GHOMI ** JC. PEUCH - JL. AMALRIC - H. BAUDRAND
B. CHAN

** E.N.S.E.E.I.H.T. TOULOUSE
DERMO - ONERA - CERT TOULOUSE

RESUME

Une étude d'antenne plaquée, périodique, multicouche a été développée. Un modèle de guide équivalent à paroi magnétique est proposé, qui permet le calcul de la constante de propagation complexe du mode rayonnant par la méthode de Galerkin. L'analyse de la structure est traitée par une superposition de modes L.S.E. et L.S.M. qui donne une expression analytiquement exacte du champ proche. On a pu ainsi montrer théoriquement et expérimentalement, que lorsque le champ d'excitation est normal au plan principal de l'antenne (excitation de type L.S.M.), une variation de l'épaisseur d'un gap d'air permet d'obtenir une variation angulaire importante de la direction du faisceau.

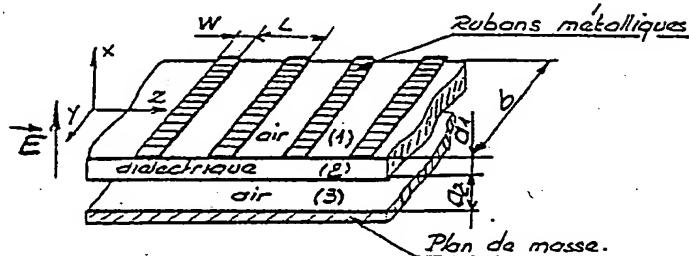


Fig 1 - Géométrie de la structure

ETUDE THEORIQUE

Se référant à la figure 1, on considère une onde se propageant suivant l'axe des Z . La géométrie périodique de la structure permet d'exprimer le champ en termes d'harmoniques d'espace (Théorème de Floquet) de constantes de propagation.

$$\beta_n = \beta_0 + 2\pi n/L$$

 L : pas de la structure.

où β_0 est la constante de propagation complexe à déterminer. Les champs dans la structure sont développés en série de modes L.S.E. et L.S.M. à partir des potentiels vecteurs de Hertz magnétique $\vec{\Pi}_h$ et électrique $\vec{\Pi}_e$.

$$\vec{\Pi}_{h,n} = \vec{\sigma}_x \psi_{h,n}(x,y) e^{-j\beta_n z}$$

$$\vec{\Pi}_{e,n} = \vec{\sigma}_x \psi_{e,n}(x,y) e^{-j\beta_n z}$$

où les potentiels scalaires $\psi_{h,n}(x,y)$ et $\psi_{e,n}(x,y)$ satisfont l'équation d'Helmholtz dans chacun des trois milieux, et donnent un champ magnétique dont les composantes tangentielles s'annulent sur les murs magnétiques :

$$\{\Delta + k_i^2\} \{\psi_{h,n}\} = 0$$

$$k_i^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_i \quad i = 1, 2, 3$$

Limoges, Lille, Toulouse, Lannion et maintenant Nice
un inventaire à la Prévert?

Un point central, puis une belle continuité en alternances Nord-Sud. Les Journées déjà Nationales par les participants, le deviennent par les implantations successives: il semble difficile de trouver plus au Nord où au Sud où à l' Est où à l' Ouest dans notre Hexagone. Mais il ne faudrait pas que cela décourage l' enthousiasme de futurs candidats organisateurs.

C' est un grand plaisir pour nous d' avoir été partie prenante de cette tradition , de transmettre aujourd' hui ce flambeau "Microonde" et d' avoir été dans cette chaîne une sorte de maillon entre Toulouse et Nice. Un peu d' air marin Breton permettant d' apprécier encore mieux par contraste la douceur Azuréenne.

C' est un grand plaisir aussi de voir que cet évènement des JNM continue à vivre et remplir les principaux objectifs espérés à travers lui, entre autres par exemple:

- créer et affermir les liens , les contacts, ou les collaborations entre des personnes -industriels ,laboratoires publics, universitaires- engagées dans le domaine

- être un pole d' échanges techniques de fort niveau dans une formule congrès, et où ces échanges se font en langue française

- être un outil de formation à la fois pour les jeunes conférenciers et les "jeunes" animateurs de scéance

- être un témoin du potentiel et de la vitalité du domaine

Ce sont ces objectifs qui nous ont guidé lors de notre précédente organisation avec en plus une expérience qu' il nous plait de rappeler ici: une demi journée réservée à faire se rencontrer nos collègues spécialistes d' hyper et des "détenteurs d' idées" ou "poseurs de questions" qui pourraient résoudre leurs problèmes en utilisant des techniques hyper ... si on en parlait. Cela a eu lieu, nous avons eu un débat très intéressant, il y a eu des suites données. À recommencer?

Alors cher Albert Papernik voici donc ce flambeau, c' est un lourd moment et beaucoup de travail pour toute ton équipe mais aussi quelle joie dans la réussite.

A vous voir, revoir et entendre tous chers collègues très bientôt.

Jean Paul Klein et Robert Alain Périchon

5e JOURNEES NATIONALES MICROONDES
JNM
22-23-24 JUIN 1987
UNIVERSITE DE NICE

Bo169800
O.E.B. Doc. Lit.
H 1 AUG. 1990

542190

indice du milieu $i = 1$ (air) ; 2 (diélectrique) ; 3 (air). Les constantes de propagation dans la direction \hat{z} sont données par

$$\kappa_{\alpha i}^2 = \kappa_i^2 - \beta_n^2 - \left(\frac{\pi}{h}\right)^2$$

L'écriture des conditions de continuité aux interfaces conduit à un système matriciel.

En appliquant la méthode de Galerkin, on obtient un système d'équation aux valeurs propres de la forme

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{m=1}^M G_{i,m,n}'' \alpha_m + \sum_{p=1}^M G_{i,p,n}^{12} \gamma_p = 0 \\ \sum_{m=1}^M G_{j,m,n}^{21} \alpha_m + \sum_{p=1}^M G_{j,p,n}^{22} \gamma_p = 0 \end{array} \right.$$

où n est le nombre d'harmonique d'espace

α_m et γ_p sont les coefficients des développements des densités superficielles de courant sur les rubans métalliques.

L'antenne à onde de fuite est conçue de manière à ce que la condition $|\operatorname{Re} \beta_1| K / K_1$ où K est le nombre d'onde en espace libre, soit satisfaite pour $N = \pm 1$. La partie réelle de β_1 donne la direction de rayonnement maximum.

ETUDE EXPERIMENTALE ET RESULTATS

L'étude expérimentale a été faite à partir du dispositif représenté par la figure 2, où la structure est excitée par un cornet rectangulaire, au dessus d'un plan de masse de hauteur réglable ; un cornet entraîné en rotation dans le plan nous permet de repérer le maximum du champ lointain, la forte décroissance exponentielle du champ permettant de limiter la partie rayonnante, aux premières cellules. Pour des raisons de simplicité mécanique, les mesures ont été effectuées à 9,5GHz

Les courbes de la figure 3 présentent la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux de la variation de θ ($\operatorname{Re} \beta_1$) en fonction de l'épaisseur du gap d'air. La courbe théorique obtenue en développant les champs en fonction des modes L.S.M. seuls présente des écarts de 1 à 5° avec la courbe expérimentale *tandis* que la concordance est presque parfaite sur la presque totalité de la plage de balayage lorsque l'on utilise une superposition de modes L.S.M. et L.S.E. ; ces derniers, créés par les discontinuités de la structure, sont donc nécessaires pour traduire dans ce cas au mieux la réalité expérimentale. L'écart se stabilise à 1° en fin de balayage. La valeur théorique de β_1 est $-0,155 - j0,645$ pour une couche d'air de 2 mm ; Le calcul montre par ailleurs que l'amplitude maximum de balayage de 18° pour $h = 5$ mm peut être augmentée par l'emploi d'un diélectrique à plus forte permittivité, et que, des performances comparables peuvent être obtenues aux longueurs d'ondes millimétriques avec une couche d'air de $40 \mu\text{m}$ à $300 \mu\text{m}$. La figure 4 représente les diagrammes de rayonnement théoriques

et expérimentaux, pour $h = 2$ mm ; leur allure est en bon accord malgré un décalage qui peut encore être attribué au nombre insuffisant de fonctions de bases introduites dans les développements ces densités superficielles de courant.

CONCLUSION

Le principe du déphaseur en guide image, à gap d'air variable /2/ a permis de concevoir et de réaliser une antenne plaquée à onde de fuite à balayage du faisceau. L'originalité du modèle théorique proposé réside dans la détermination analytiquement exacte du champ proche par une méthode de guide équivalent. Son intérêt principal est de dispenser des calculs de transformée de Fourier inverse, souvent compliqués dans le plan complexe et de conduire à un meilleur accord de la théorie avec l'expérience, que les modèles précédents basés sur l'analyse dans le domaine spectral /3/.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- /1/ - H. BAUDRAND - M. GHOMI
"analyse et synthèse d'antenne millimétrique à onde de fuite"
JINA'S 1986 - NICE
- /2/ - B. CHAN - B. DIRASSEN - P. BORDERIES -
S. BOLIOLI
"Déphaseur en guide diélectrique"
J.N.M. NICE 1987
- /3/ - R. MITTRA - R. KASTNER
"A spectral domain approach for computing the radiation characteristics of a leaky-wave antenna for millimeter waves"
IEEE - Vol AP-29, N° 4, July 1981

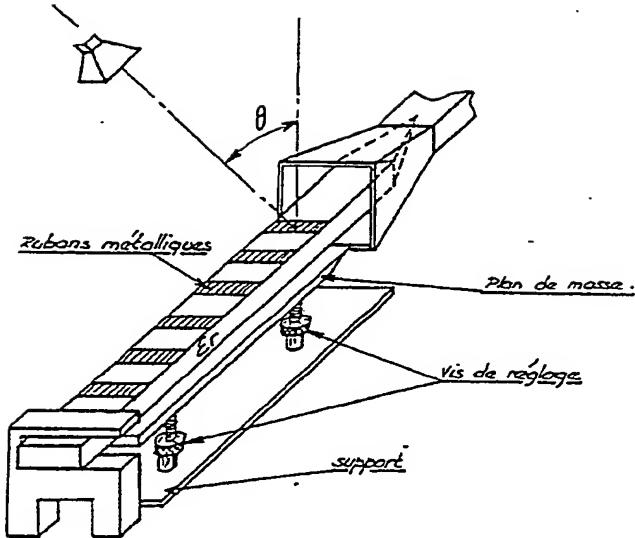


Fig. 2 - Dispositif expérimental.

